



中国科技期刊卓越行动计划项目入选期刊

控制与决策

CONTROL AND DECISION

输出约束的有限时间自适应区间二型模糊输出反馈PMSM伺服控制

刘晏, 李前胜, 姜彦辰, 王永富

引用本文:

刘晏, 李前胜, 姜彦辰, 王永富. 输出约束的有限时间自适应区间二型模糊输出反馈PMSM伺服控制[J]. 控制与决策, 2024, 39(4): 1212–1222.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2022.1216>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

参数不确定离散时间系统的有限时间输出反馈预见控制器设计

Design of finite-time output feedback preview controller for discrete-time systems with parameter uncertainty
控制与决策. 2021, 36(9): 2074–2084 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1584>

线控转向系统的自适应高阶滑模控制

Adaptive higher-order sliding mode control for SbW system
控制与决策. 2021, 36(6): 1529–1536 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1526>

纵向速度和艏向角受限的水面艇有限时间协同路径跟踪

Finite-time cooperative path following of surface vessels with surge velocity and yaw angle constraints
控制与决策. 2021, 36(2): 363–370 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0977>

带输入饱和的不确定非线性系统自适应模糊触发式补偿控制

Adaptive fuzzy trigger compensation control for uncertain nonlinear system with input saturation
控制与决策. 2021, 36(12): 3007–3014 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0907>

一类非线性大系统分散自适应预设性能有限时间跟踪控制

Decentralized adaptive prescribed performance finite-time tracking control for a class of large-scale nonlinear systems
控制与决策. 2020, 35(12): 3045–3052 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0623>

输出约束的有限时间自适应区间二型模糊输出反馈 PMSM 伺服控制

刘 晏¹, 李前胜², 姜彦辰², 王永富^{1†}

(1. 东北大学 机械工程与自动化学院, 沈阳 110819;
2. 华能国际电力股份有限公司大连电厂, 辽宁 大连 116100)

摘要: 针对永磁同步电机驱动的伺服系统在不确定性摩擦和未知负载的影响下难以达到高精度的控制效果, 提出一种基于区间二型模糊系统的带有输出约束的有限时间自适应输出反馈控制方案. 首先, 构建一个基于非线性扰动观测器的区间二型模糊状态观测器, 分别完成对于未知扰动和速度的估计, 区间二型模糊系统完成对于非线性摩擦的逼近; 然后, 在此基础上, 结合滤波误差补偿机制和有限时间技术, 引入障碍 Lyapunov 函数和反步控制技术设计输出约束的自适应区间二型模糊输出反馈控制器; 最后, 根据 Lyapunov 稳定性理论提出严格的稳定性分析, 保证闭环系统的所有信号均是有限时间内有界的, 并通过数值仿真和实验验证了所提出方法的有效性.

关键词: 伺服系统; 区间二型模糊逻辑系统; 障碍 Lyapunov; 自适应反步控制; 永磁同步电机; 有限时间控制
中图分类号: TM341 **文献标志码:** A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2022.1216

引用格式: 刘晏, 李前胜, 姜彦辰, 等. 输出约束的有限时间自适应区间二型模糊输出反馈 PMSM 伺服控制[J]. 控制与决策, 2024, 39(4): 1212-1222.

Finite-time adaptive IT2 fuzzy output feedback PMSM servo control based on output constraint

LIU Yan¹, LI Qian-sheng², JIANG Yan-chen², WANG Yong-fu^{1†}

(1. School of Mechanical Engineering and Automation, Northeastern University, Shenyang 110819, China; 2. Dalian Power Plant, Huaneng Power International, Inc., Dalian 116100, China)

Abstract: A finite-time adaptive output feedback control scheme with output constraint based on an interval type-2 fuzzy logic system (IT2 FLS) is proposed to control the servo system driven by a permanent magnet synchronous motor (PMSM) which is difficult to achieve high-precision control under the influence of uncertain friction and unknown end-load. Firstly, an interval type-2 fuzzy state observer based on a nonlinear disturbance observer is constructed, which can estimate the unknown disturbance and velocity respectively, and the IT2 FLS can approximate the nonlinear friction. On this basis, an adaptive IT2 fuzzy output feedback controller with output constraint is designed by combining filtering error compensation mechanism and finite time technology, introducing the barrier Lyapunov function and backstepping control technology. Finally, according to the Lyapunov stability theory, a strict stability analysis is proposed, which ensures that all signals of the closed-loop system are bounded in finite time. Simulation and real-time experiments verify the effectiveness of the proposed method.

Keywords: servo system; IT2 fuzzy logic system; barrier Lyapunov function; adaptive backstepping control; PMSM; finite-time control

0 引言

永磁同步电机(PMSM)由于其紧凑的结构、较高的功率密度和高性能转矩输出能力而广泛应用于伺服系统中^[1]. 随着工业的发展, 更高精度要求的伺服控制器系统越来越成为工程师和学者的研究目标^[2]. 但是, 机械系统中存在的固有摩擦和未知的终

端负载等不确定因素是高精度伺服控制器的设计障碍. 因此, 如何设计高效的控制器来实时地对摩擦和终端负载进行补偿是伺服系统控制领域的重要方向之一.

传统的串级比例-积分控制由于其简单的控制结构在 PMSM 伺服系统中得到了大量的运用, 然而, 这

收稿日期: 2022-07-08; 录用日期: 2022-12-08.

基金项目: 辽宁省自然科学基金联合基金计划项目(2021KF-11-02).

†通讯作者. E-mail: yfwang@mail.neu.edu.cn.

种经典的控制方法具有固定的设计参数,很难在系统遇到扰动时做出实时调整,因而具有较差的鲁棒性.为了克服上述问题,近年来,有很多非线性方法成功地应用于PMSM伺服系统中^[3-5].文献[6]结合神经网络设计了一种有限时间收敛的状态反馈伺服控制器,其中神经网络用来统一逼近未知的系统状态、虚拟控制量的导数和终端负载.文献[7]提出了一种迭代二次规划方法,成功地将模型预测控制应用于PMSM的速度规划,仿真结果表明,该算法能够降低传统模型预测的计算负担,在控制周期较短的PMSM伺服系统中得到了较好的动态控制性能.为了改善传统滑模控制的抖振问题,文献[8]采用一种改进的鲁棒积分符号误差技术结合模糊系统设计了PMSM的伺服控制器.文献[9]采用区间二型模糊逻辑系统结合传统串级PI控制构建了一种带有扰动观测器的补偿控制策略.

从工程应用角度考虑,包括PMSM伺服系统在内的众多机电系统由于物理特性和安全性能等因素,其系统状态需要限制在一定范围内,否则会引起机械系统的破坏直至失效^[10].因此,结合障碍Lyapunov函数的约束控制方法得到了研究和应用^[11-14].文献[15]针对PMSM伺服系统提出了一种结合障碍Lyapunov函数的自适应模糊输出反馈控制器,能够将PMSM的状态输出限制在规定范围内,仿真结果验证了其算法的有效性.文献[16]通过构造一种指数衰减的边界函数设计了时变障碍Lyapunov函数,改善了初始阶段的追踪效果,结合反步控制技术验证了方法的稳定性.为了解决PMSM的未知随机非线性问题,文献[17]利用模糊系统对其进行建模并提出了一种全状态约束的状态反馈控制器.上述文献设计的方法均保证了系统的一致最终有界,为了得到更快的收敛速度,文献[18]提出了一种全状态约束的有限时间动态面控制.

通过传统的润滑方法很难完全消除机械结构中存在的摩擦,尤其在低速和速度过零的工况下摩擦具有明显的非线性.为此,不少学者提出了基于摩擦模型的补偿控制策略^[19-21].显然,为了更好地对摩擦进行补偿,需要针对每个被控对象建立不同的摩擦模型.复杂摩擦模型的使用给稳定性分析带来了困难.近年来,由于二型模糊系统能够很好地处理非线性系统中存在的不确定性,得到了广泛应用^[9,22-25].因此,如何利用二型模糊系统的万能逼近特性对系统中未知的函数进行建模,避免对PMSM位置信息求导得到转速而产生的噪声,结合有限时间收敛技术、障碍Lyapunov函数以及实时对未知终端

负载进行估计和补偿,仍然是国内外伺服系统控制研究的热门领域.

基于以上讨论,针对PMSM驱动伺服系统的高精度位置追踪控制问题,本文采用区间二型模糊系统对状态观测器和扰动观测器进行设计,并提出一个自适应输出反馈控制器,数值仿真和实时实验均验证了所提出方法的有效性.本文的主要内容如下:1)所设计的状态观测器和扰动观测器中采用区间二型模糊系统对非线性摩擦进行建模,能够对伺服系统的不可测速度和未知集总扰动进行实时估计;2)引入障碍Lyapunov函数和有限时间控制技术,保证系统状态受限的基础上闭环系统的所有信号均能够在有限时间内稳定;3)基于Lyapunov稳定性理论完成统一的稳定性分析,引入命令滤波技术避免复杂爆炸问题,所设计的滤波误差补偿机制能够消除由于引入命令滤波而带来的误差问题.

1 考虑非线性摩擦和未知负载的伺服系统

1.1 PMSM运动数学模型

矢量控制(field-oriented control, FOC)是一种建立在坐标变换下的定子磁链定向控制方法,FOC同样也是伺服控制中应用最为广泛的控制策略.本文以等幅值变换后的两项旋转坐标系下的电机数学模型为基础.由此,电机的电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{2}{3} p_n (\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q). \quad (1)$$

其中: p_n 为电机极对数, φ_f 为永磁体磁链, i_d 、 i_q 分别为d-q轴电流分量, L_d 、 L_q 分别为d-q轴电感.电机的运动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_f - T_L. \quad (2)$$

其中: ω_m 为电机的机械角速度, J 为转动惯量, T_f 为摩擦, T_e 为电磁转矩, T_L 为负载转矩.对于表贴式PMSM而言, $L_d = L_q$,因此, $T_e = K_t i_q (K_t = 3 p_n \varphi_f / 2)$.

基于FOC的PMSM伺服驱动控制系统如图1所示.首先,定义新变量 $\bar{x} = [x_1, x_2]^T = [\theta_m, \omega_m]^T \in \mathcal{R}^2$.在PMSM驱动的伺服系统中,通常设计具有足够带宽的电流环控制器(即 $i_q = i_q^*$).因此,式(2)可写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ J \dot{x}_2 = u + T_f(x_2) + T_L. \end{cases} \quad (3)$$

其中 $u = T_e = K_t i_q$.

在传统的PMSM伺服驱动控制系统中,通常采用如下串级比例-比例积分控制器: $C_p(s) = P_p$, $C_v(s) = P_v + \frac{1}{s} I_v$.其中: s 为拉普拉斯因子; P_p 、 P_v 和 I_v 为正常量,分别表示位置环比比例积分增益、速度环比比例增益和速度环积分增益.此时,位置环的输出

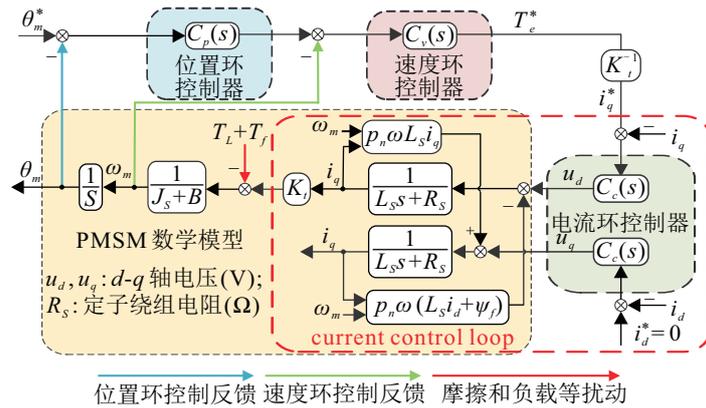


图1 传统的PMSM伺服驱动控制系统控制框图

信号为速度环的输入参考信号,这里表示为 x_2^* .

针对速度环,假如不确定的摩擦和未知的负载转矩均精确已知,则可设计如下控制器:

$$u = P_v e_{x_2} + I_v \int_0^t e_{x_2} d\tau - T_f - T_L, \quad (4)$$

其中 $e_{x_2} = x_2^* - x_2$. 定义所期望的追踪轨迹为 $x_d^{(i)} \in \mathcal{L}_\infty (i = 1, 2)$, 由此,可得到位置环-速度环的稳态误差传递函数为

$$E_1 = \frac{s(J_s s^2 + sP_v + I_v)}{s(J_s s^2 + sP_v + I_v) + sP_v P_p + I_v P_p} X_d(s). \quad (5)$$

其中: $E_1(s) = \mathcal{L}[e_1](e_1 = x_d - x_1)$, $X_d(s) = \mathcal{L}[x_d]$, $\mathcal{L}[\cdot]$ 为拉普拉斯变换.

由终值定理求得稳态误差为 $e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} sE_1(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2(J_s s^2 + sP_v + I_v)}{s(J_s s^2 + sP_v + I_v) + sP_v P_p + I_v P_p} X_d(s)$. 当输入信号为阶跃信号时, $e_{ss} = 0$;当输入信号为斜坡信号时, $e_{ss} = \frac{1}{P_p}$,此时,可通过选取 P_p 来控制稳态误差. 然而,在实际应用中,很难得到 T_f 和 T_L 精确的数学模型. 因此,本文控制目标是在这种情况下设计合适的位置环和速度环控制器,使得PMSM驱动的伺服系统能够追踪期望轨迹 x_d .

1.2 基于T2 FLS的摩擦建模

针对机械系统的非线性摩擦现象,为了能够实现前文所描述的控制方法,有许多摩擦模型用于描述摩擦现象,如库伦模型、Stribeck模型、LuGre模型和一些非线性的连续数学模型^[26]. 虽然基于摩擦模型的补偿方法得到了广泛应用,但是,仍然存在不足之处: 1) 对于一个特定的机械系统需要针对性的实验来建立对应的摩擦模型; 2) 所建立的数学模型很难保证同样适用于其他机械系统; 3) 数学模型表达形式越复杂,标定参数方法越复杂,同样也增大了闭环系统的稳定性分析难度; 4) 在实际系统运行过程中,摩擦可能会随时间而改变,具有一定的不确定性.

对于区间二型模糊系统(interval type-2 fuzzy

logic system, IT2 FLS), 由于其万能逼近特性能够较好地处理非线性系统中存在的不确定性,在工业领域得到了广泛应用. 因此,本文应用IT2 FLS对摩擦进行建模. IF-THEN模糊规则可由如下语句描述:

$$R^s : \text{IF } \pi_i \text{ is } \tilde{F}_i^s, \text{ THEN } y^s(\pi) = B_0^s + \dots + B_p^s \pi_p.$$

其中: $\pi = [\pi_1, \pi_2, \dots, \pi_p]^T \in \mathcal{R}^p$ 为输入变量; $i = 1, 2, \dots, p$; $s = 1, 2, \dots, M$ 为规则数; R^s 表示前件的隶属度函数为区间二型模糊集,后件的隶属度函数为0型模糊集. 具体计算步骤如下.

step 1: 计算每个后件的输出值 $\{y^s(\pi)\}_{s=1}^M$,并按按照升序排列重新命名为 $\{\gamma^s(\pi)\}_{s=1}^M$,有

$$\gamma^s = c_0^s + c_1^s \pi_1 + \dots + c_p^s \pi_p, \quad s = 1, 2, \dots, M. \quad (6)$$

step 2: 计算每个规则的激活区间,有

$$\tilde{F}^s : \underline{f}_0^s(\pi) = \prod_{i=1}^p \underline{\mu}_{\tilde{F}_i^s}(\pi_i), \quad \bar{f}_0^s(\pi) = \prod_{i=1}^p \bar{\mu}_{\tilde{F}_i^s}(\pi_i). \quad (7)$$

重新对激活区间进行排序以便它们服从step 1的顺序,重新表示为 $F^s(\pi) = [\underline{f}^s(\pi), \bar{f}^s(\pi)]$.

step 3: 计算区间权重平均值 $Y_{\text{OUT}}(\pi) = 1/[y_l(\pi), y_r(\pi)]$, $[y_l(\pi), y_r(\pi)]$ 可通过Karnik-Mendel(KM)降型算法求得^[9].

step 4: 区间二型模糊系统的输出为

$$y_{\text{OUT}} = \frac{1}{2}(\vartheta_l^T \Xi_l(\pi) + \vartheta_r^T \Xi_r(\pi)). \quad (8)$$

其中: $\vartheta_l = \vartheta_r = [\vartheta^1, \vartheta^2, \dots, \vartheta^M]^T \in \mathcal{R}^{(p+1) \times M}$ ($\vartheta^s = [c_0^s, c_1^s, \dots, c_p^s] \in \mathcal{R}^{p+1}, s = 1, 2, \dots, M$), $\Xi_l(\pi)$ 和 $\Xi_r(\pi)$ 为模糊基函数. 最后,对 $\{\vartheta^s\}_{s=1}^M$ 恢复原始的规则库顺序,可得到如下输出:

$$y_{\text{OUT}} = \frac{1}{2} \theta^T (\Xi_{l,0} + \Xi_{r,0}) = \theta^T \Xi. \quad (9)$$

其中: $\theta = [\theta^1, \theta^2, \dots, \theta^M]^T \in \mathcal{R}^{(p+1) \times M}$ ($\theta^s = [b_0^s, b_1^s, \dots, b_p^s] \in \mathcal{R}^{p+1}, s = 1, 2, \dots, M$); $\Xi = \frac{1}{2}(\Xi_{l,0} + \Xi_{r,0})$, $\{\Xi_{[l,r],0}^s\}_{s=1}^M$ 是由 $\{\Xi_{[l,r]}^s\}_{s=1}^M$ 按照 $\{\theta^s\}_{s=1}^M$ 的顺序进行排列.

引理1^[27] 对于任意小的逼近误差 $\forall \varepsilon_0 > 0$, 总存在一个区间二型模糊系统, 在紧集 $\Omega_x \in \mathcal{R}^n$ 内可一致逼近任意实连续函数 $T(x) : \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}$, 即

$$\sup_{x \in \Omega_x} |T(x) - \theta^T \Xi(x)| < \varepsilon_0. \quad (10)$$

因此, 采用区间二型模糊系统对非线性摩擦进行建模的表达形式如下式所示:

$$T_f(\hat{x}_2) = T_f^*(\hat{x}_2) + \varepsilon. \quad (11)$$

其中: \hat{x}_2 为通过后文设计的状态观测器得到的速度估计; $|\varepsilon| \leq \delta_\varepsilon \in \mathcal{R}^+$ 为最小逼近误差; $T_f^*(\hat{x}_2) = \theta^T \Xi(\hat{x}_2)$ 为 $T_f(\hat{x}_2)$ 的最佳逼近, θ 为最佳逼近向量, 表示为 $\theta = \arg \min_{\theta \in \Omega_\theta} [\sup_{x_2 \in \Omega_x} \|T_f^*(\hat{x}_2) - T_f(\hat{x}_2)\|]$, $\Omega_\theta \triangleq \{\theta \mid \|\theta\| \leq M_\theta\}$.

引理2^[28] 假设存在一个正定函数 $V(z)$ 和一些常量 $a > 0, b > 0, \lambda \in (0, b), \tau \in (0, 1)$. 对于非线性系统 $\dot{z} = f(z)$, 存在 $\dot{V}(z) + aV^\tau(z) + bV(z) - C \leq 0$, 则 $\dot{z} = f(z)$ 是实际有限时间稳定的, 满足 $V(z) \leq C/(b - \lambda)$, 设定时间为

$$T_r = t_0 + \frac{1}{\lambda(1 - \tau)} \ln \frac{V^{1-\tau}(t_0) + \frac{a}{\lambda}}{\left(\frac{C}{(b - \lambda)b}\right)^{1-\tau} + \frac{a}{\lambda}}.$$

引理3^[29] 对于实变量 ϑ 和 Γ , 存在正常数 ρ, κ 和 Π , 有如下不等式成立:

$$|\vartheta|^\rho |\Gamma|^\kappa \leq \frac{\rho}{\rho + \kappa} \Pi |\vartheta|^{\rho+\kappa} + \frac{\kappa}{\rho + \kappa} \Pi^{\frac{\rho}{\kappa}} |\Gamma|^{\rho+\kappa}. \quad (12)$$

2 区间二型模糊状态观测器和扰动观测器

由PMSM的数学模型(3)和区间二型模糊逼近器(11), 得到如下非线性系统形式:

$$\dot{x} = Hx + B(\theta^T \Xi + \Delta T_f + D + u) + KC^T x. \quad (13)$$

其中: $H = A - KC^T, A = [0, 1/J; 0, 0]; B = [0, 1]^T; K = [k_{o1}, k_{o2}]^T$; 输出 $y = C^T x, C = [1, 0]^T; \Delta T_f = T_f(x_2) - T_f(\hat{x}_2)$, 且满足 $|\Delta T_f| \leq h_f |x_2 - \hat{x}_2|, h_f$ 为一正常数; $D = T_L + \varepsilon$ 为集总扰动. 根据应用实践经验, 假设 $\dot{D} \leq \varepsilon$. 通过选取合适的 k_{o1} 和 k_{o2} 保证 H 是Herwitz的, 且有: $H^T P + PH = -Q, P = P^T \in \mathcal{R}_+^{2 \times 2}, Q = Q^T \in \mathcal{R}_+^{2 \times 2}$.

设计如下模糊状态观测器:

$$\dot{\hat{x}} = H\hat{x} + B(\hat{\theta}^T \Xi + \hat{D} + u) + KC^T \hat{x}. \quad (14)$$

其中: $\hat{x} = [\hat{x}_1, J\hat{x}_2]^T$ 为 $x = [x_1, Jx_2]^T$ 的估计, $\hat{T}_f(\hat{x}_2) = \hat{\theta}^T \Xi$ 为 $T_f^*(\hat{x}_2)$ 的模糊估计, \hat{D} 为非线性扰动观测器, 输出 $\hat{y} = C^T \hat{x}$. 定义辅助函数 $\lambda = D - \gamma x_2$, 观测器设计为

$$\dot{\hat{D}} = \hat{\lambda} + \gamma \hat{x}_2, \quad \dot{\hat{\lambda}} = -\frac{\gamma}{J}(u + \hat{T}_f(\hat{x}_2) + \hat{\lambda} + \gamma \hat{x}_2). \quad (15)$$

其中 γ 为一个设计的正常数. 定义 $\tilde{x}_1 = x_1 - \hat{x}_1, \tilde{x}_2 = x_2 - \hat{x}_2, \tilde{\lambda} = \lambda - \hat{\lambda}, \tilde{\lambda} = \dot{\lambda} - \dot{\hat{\lambda}}, \tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}, \tilde{D} = D - \hat{D}$. 通过杨氏不等式, 得到

$$\begin{cases} 2\tilde{x}^T PB\Delta T_f \leq \tilde{x}^T \tilde{x} + \|P\|^2 h_f^2 \tilde{x}^T \tilde{x}, \\ 2\tilde{x}^T PB\tilde{D} \leq \|P\|^2 \tilde{x}^T \tilde{x} + (2\tilde{\lambda}^2 + 2\gamma^2 \tilde{x}_2^2), \\ 2\tilde{x}^T PB\tilde{\theta}^T \Xi \leq \tilde{x}^T \tilde{x} + \|P\|^2 \mu^2 \tilde{\theta}^T \tilde{\theta}, \\ \tilde{\lambda} \dot{\tilde{D}} \leq \frac{1}{2} \tilde{\lambda}^2 + \frac{1}{2} \varepsilon^2, \\ -\gamma \tilde{\lambda} \tilde{\theta}^T \Xi \frac{1}{J} \leq \frac{1}{2} \lambda_0 \mu^2 \tilde{\lambda}^2 + \frac{1}{2J^2 \lambda_0} \gamma^2 \tilde{\theta}^T \tilde{\theta}, \\ -\gamma \tilde{\lambda} \Delta T_f \frac{1}{J} \leq \frac{1}{2} \tilde{\lambda}^2 + \frac{1}{2J^2} \gamma^2 h_f^2 \tilde{x}^T \tilde{x}, \\ -\gamma^2 \tilde{\lambda} \tilde{x}_2 \leq \frac{1}{2} \tilde{\lambda}^2 + \frac{1}{2J^2} \gamma^4 \tilde{x}^T \tilde{x}. \end{cases} \quad (16)$$

选取Lyapunov函数 $V_0 = \tilde{x}^T P \tilde{x} + \frac{1}{2} \tilde{\lambda}^2$, 结合式(13)~(16), 可得到 V_0 关于时间的导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_0 \leq & -\left[\lambda_{\min}(Q) - 2 - \|P\|^2(h_f^2 - 1) - 2\gamma^2 - \frac{\gamma^2}{2J^2} h_f^2 - \frac{\gamma^4}{2J^2}\right] \tilde{x}^T \tilde{x} + \frac{1}{2} \varepsilon^2 - \left(\frac{\gamma}{J} - \frac{7}{2} - \frac{1}{2} \lambda_0 \mu_0^2\right) \tilde{\lambda}^2 + \left(\frac{\gamma^2}{2J^2 \lambda_0} + \|P\|^2 \mu^2\right) \tilde{\theta}^T \tilde{\theta}. \end{aligned} \quad (17)$$

其中: $\kappa_1 = \lambda_{\min}(Q) - 2 - \|P\|^2(h_f^2 - 1) - 2\gamma^2 - \frac{\gamma^2}{2J^2} h_f^2 - \frac{\gamma^4}{2J^2}$ ($\lambda_{\min}(Q)$ 为 Q 的最小特征根), $\kappa_2 = \frac{\gamma}{J} - \frac{7}{2} - \frac{1}{2} \lambda_0 \mu_0^2, \kappa_3 = \left(\frac{\gamma^2}{2J^2 \lambda_0} + \|P\|^2 \mu^2\right) \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \frac{1}{2} \varepsilon^2, \mu = \|\Xi\|, \lambda_0 \in \mathcal{R}_+$ 为设计的常数.

由式(17)可知, 若 $\kappa_1 > 0, \kappa_2 > 0$ 和 κ_3 是有界的, 则由Lyapunov稳定性理论可知, 观测误差 \tilde{x} 是最终一致有界的. 本文的目标是设计一个合适的自适应控制方法保证包括观测器在内的闭环系统所有的状态均是有限时间内有界的.

3 状态约束的有限时间区间二型模糊输出反馈控制器设计

3.1 控制器设计

为了克服传统反步控制中的复杂爆炸(expllosion of complexity)问题, 本文引入了命令滤波技术. 定义如下跟踪误差信号: $e_1 = x_1 - x_d, e_2 = \hat{x}_2 - \alpha_{1,c}$. 其中 $\alpha_{1,c}$ 由Levant微分器^[30]获得, 有

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_1 = -\iota_1 |\varphi_1 - \alpha_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\varphi_1 - \alpha_1) + \varphi_2, \\ \dot{\varphi}_2 = -\iota_2 \text{sign}(\varphi_2 - l_1). \end{cases} \quad (18)$$

α_1 为输入的虚拟控制量(式(20)). 通过Levant微分器, 当存在输入噪声干扰时能够在有限时间 T_b 内保证 $|\varphi_1 - \alpha_1| \leq \varpi_1, |\dot{\varphi}_1 - \dot{\alpha}_1| \leq \varpi_2, \varpi_1$ 和 ϖ_2 为正常数.

用来克服滤波误差的补偿机制表示为

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_1 = -\varrho_1 \zeta_1 + \zeta_2 - \alpha_1 + \alpha_{1,c} - \psi_1 \text{sign}(\zeta_1), \\ \dot{\zeta}_2 = -\varrho_2 \zeta_2 - \zeta_1 - \psi_2 \text{sign}(\zeta_2). \end{cases} \quad (19)$$

所提出控制器按照如下步骤进行设计.

step 1: 定义变量 $z_i = e_i - \zeta_i (i = 1, 2)$. 选取障碍 Lyapunov 函数 $V_1 = \frac{1}{2} \ln \frac{k_1^2}{k_1^2 - z_1^2}$, k_1 为设计的边界正常量. 设计虚拟控制器 α_1 为

$$\alpha_1 = \alpha - \frac{\varsigma_1 z_1^\tau}{(k_1^2 - z_1^2)^{\frac{\tau-1}{2}}} + \frac{3z_1}{2(k_1^2 - z_1^2)}. \quad (20)$$

其中: $\alpha = -\varrho_1 e_1 + e_2 - z_2 + \zeta_2 + \dot{x}_d$, ϱ_1 和 ς_1 为正常数, $\tau \in (0, 1)$. 对 V_1 求导, 并代入补偿机制(19)和虚拟控制器(20), 得到

$$\dot{V}_1 \leq \frac{1}{2} \dot{\tilde{x}}^T \tilde{x} - \frac{\varrho_1 z_1^2}{k_1^2 - z_1^2} + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} \psi_1^2 - \frac{\varsigma_1 z_1^{\tau+1}}{(k_1^2 - z_1^2)^{\frac{\tau+1}{2}}}. \quad (21)$$

step 2: 选取障碍 Lyapunov 函数 $V_2 = \frac{1}{2} \ln \frac{k_2^2}{k_2^2 - z_2^2} + \frac{1}{2r} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta}$, k_2 为设计的边界正常量, r 为正常数. 控制量 u 设计如下式所示:

$$u = -\hat{\theta}^T \Xi - \hat{D} - k_{o_2} \tilde{x}_1 - \frac{J \varsigma_2 z_2^\tau}{(k_2^2 - z_2^2)^{\frac{\tau-1}{2}}} - J \times \left[(k_2^2 - z_2^2) z_2 + \dot{\alpha}_{1,c} - \varrho_2 e_2 - \zeta_1 - \frac{z_2}{2(k_2^2 - z_2^2)} \right], \quad (22)$$

其中 ϱ_2 和 ς_2 为正常数.

结合状态观测器(14)、控制量 u 和补偿机制(19), 对 V_2 求导, 得到

$$\dot{V}_2 \leq -\frac{\varsigma_2 z_2^{\tau+1}}{(k_2^2 - z_2^2)^{\frac{\tau+1}{2}}} - \frac{\varrho_2 z_2^2}{k_2^2 - z_2^2} - \left(\frac{m}{2r} - \frac{1}{2} \mu^2 \right) \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} - \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} \psi_2^2 + \frac{m}{2r} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta}. \quad (23)$$

其中: $\dot{\tilde{\theta}} = r z_2 \Xi - m \tilde{\theta}$, m 为设计的正常数.

3.2 稳定性分析

定理 1 对于 PMSM 驱动的伺服系统(3), 采用区间二型模糊状态观测器(14)和扰动观测器(15)、虚拟控制器(20)和控制器(22)、命令滤波误差补偿机制(19). 区间二型模糊系统的自适应律在(23)中定义, 闭环系统的所有信号均能够在有限时间内收敛到一紧凑集中.

证明 由引理 3, 可知

$$\begin{cases} \left(\frac{\lambda_{\min}(\mathbf{Q})}{2} \tilde{x}^T \tilde{x} \right)^{\frac{\tau+1}{2}} \leq \frac{\lambda_{\min}(\mathbf{Q})}{2} \tilde{x}^T \tilde{x} + \frac{1-\gamma}{2} \left(\frac{2}{\gamma+1} \right)^{-\frac{1+\tau}{\gamma}}, \\ \left(\frac{\gamma}{2} \tilde{\lambda}^2 \right)^{\frac{\tau+1}{2}} \leq \frac{\gamma}{2} \tilde{\lambda}^2 + \frac{1-\gamma}{2} \left(\frac{2}{\gamma+1} \right)^{-\frac{1+\tau}{\gamma}}, \\ \left(\frac{1}{2r} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} \right)^{\frac{\tau+1}{2}} \leq \frac{1}{2r} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \frac{1-\gamma}{2} \left(\frac{2}{\gamma+1} \right)^{-\frac{1+\tau}{\gamma}}. \end{cases} \quad (24)$$

选取 Lyapunov 函数 $V = V_0 + V_1 + V_2$, 通过式(17)、(21)、(23)和(24), 得到

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -C_1 \tilde{x}^T \mathbf{P} \tilde{x} - C_2 \frac{1}{2} \tilde{\lambda}^2 - C_3 \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \frac{z_i^2}{k_i^2 - z_i^2} - \\ & C_4 \frac{1}{2r} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} - C_5 (\tilde{x}^T \mathbf{P} \tilde{x})^{\frac{\tau+1}{2}} - C_6 \left(\frac{1}{2} \tilde{\lambda}^2 \right)^{\frac{\tau+1}{2}} - \\ & C_7 \sum_{i=1}^2 \left(\frac{1}{2} \frac{z_i^2}{(k_i^2 - z_i^2)} \right)^{\frac{\tau+1}{2}} - C_8 \left(\frac{1}{2r} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} \right)^{\frac{\tau+1}{2}} + \\ & C_0. \end{aligned} \quad (25)$$

其中

$$\begin{aligned} C_1 = & \left(\frac{\lambda_{\min}(\mathbf{Q})}{2} - 2.5 - \|\mathbf{P}\|^2 (h_f^2 - 1) - 2\gamma^2 - \right. \\ & \left. \frac{\gamma^2}{2J^2} h_f^2 - \frac{\gamma^4}{2J^2} \right) / \lambda_{\max}(\mathbf{P}) > 0, \\ C_2 = & 2 \left(\frac{\gamma}{J} - \frac{\gamma}{2} - \frac{7}{2} - \frac{1}{2} \lambda_0 \mu_0^2 \right) > 0, \\ C_3 = & 2 \min\{\varrho_1, \varrho_2\}, \\ C_4 = & 2r \left(\frac{m-1}{2r} - \frac{1}{2} \mu^2 - \frac{\gamma^2}{2J^2 \lambda_0} - \|\mathbf{P}\|^2 \mu^2 \right) > 0, \\ C_5 = & \left(\frac{\lambda_{\min}(\mathbf{Q})}{2 \lambda_{\max}(\mathbf{P})} \right)^{\frac{\tau+1}{2}}, \\ C_6 = & \gamma^{\frac{\tau+1}{2}}, C_7 = 2^{\frac{\tau+1}{2}} \min\{\varsigma_1, \varsigma_2\}, C_8 = 1, \\ C_0 = & \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \psi_i + \frac{m}{2r} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \frac{1}{2} \varepsilon^2 + \frac{3(1-\gamma)}{2} \left(\frac{2}{\gamma+1} \right)^{-\frac{1+\tau}{\gamma}}. \end{aligned}$$

定义紧凑集 $\Omega_z = \{z_i \mid |z_i| \leq k_i, i = 1, 2\}$, 则在 Ω_z 上, 得到^[31] $\ln \frac{k_i^2}{k_i^2 - z_i^2} \leq \frac{z_i^2}{k_i^2 - z_i^2}$. 因此, 式(25)可表示为

$$\dot{V} \leq -bV - aV^{\frac{1+\tau}{2}} + C_0. \quad (26)$$

其中: $a = \min\{C_1, C_2, C_3, C_4\}$, $b = \min\{C_5, C_6, C_7, C_8\}$.

考虑滤波误差补偿机制, 选取 Lyapunov 函数 $\bar{V} = \frac{1}{2} (\zeta_1^2 + \zeta_2^2)$, 对其求导, 得到

$$\begin{aligned} \dot{\bar{V}} \leq & -\varrho_1 \zeta_1^2 - (\psi_1 - \varpi_1) |\zeta_1| - \varrho_2 \zeta_2^2 - \psi_2 |\zeta_2| \leq \\ & -C_9 \bar{V} - C_{10} \bar{V}^{\frac{1}{2}}. \end{aligned} \quad (27)$$

其中: $C_9 = \min\{2\varrho_1, 2\varrho_2\}$, $C_{10} = \min\{\sqrt{2}(\psi_1 - \varpi_1), \sqrt{2}\psi_2\}$. 由文献[6]中引理 1 可知, $\lim_{t \rightarrow T_c} \zeta_i = 0 (i = 1, 2)$,

设定时间为 $T_c = T_b + \frac{2}{C_9} \ln \frac{C_9 V^{\frac{1}{2}}(t_0) + C_{10}}{C_{10}}$.

由引理 2 可知, 在有限时间内, 有

$$V(z) \leq \frac{C_0}{b-\lambda}, \quad (28)$$

其中 $\lambda \in (0, b)$. 设定时间为

$$T_r = \frac{1}{\lambda \left(1 - \frac{1+\tau}{2}\right)} \ln \frac{V^{1-\frac{1+\tau}{2}}(t_0) + \frac{a}{\lambda}}{\left(\frac{C}{(b-\lambda)b}\right)^{1-\frac{1+\tau}{2}} + \frac{a}{\lambda}}. \quad (29)$$

5;速度环控制器为一个比例-积分控制器,其参数为 $P_v = 10, I_v = 20$.

方法3 文献[9]提出的带有扰动观测器区间二型补偿控制器.其区间二型模糊集与本文配置一致,其余参数设置为 $P_p = 15, P_v = 18, I_v = 20, \rho = 5, \alpha = 10, k_s = 0.01, \sigma = 0.01$.所使用的符号均与文献[9]保持一致.

方法4 文献[8]提出的针对PMSM的串级一型模糊补偿控制策略.其模糊集设置为 $\mu_{A_i}(\dot{x}_d) = e^{-\frac{(\dot{x}_d - \sigma_i)^2}{2 \times 1.3^2}}$ ($i = 1, 2, \dots, 6$), $\sigma_1 = -6, \sigma_2 = -4, \sigma_3 = -1, \sigma_4 = -1, \sigma_5 = -4, \sigma_6 = -6$.控制器为 $u = P_1 P_2 e_1 + P_2(\dot{x}_d - x_2) + \int_0^t I_2 e_2(\tau) d\tau + \int_0^t \beta \text{sign}(e_2(\tau)) d\tau + \theta^T \xi(\dot{x}_d)$.其中: $P_1 = 5, P_2 = 5, I_2 = 10, \beta = 5$.

方法3和方法4均是在没有改变伺服系统原有的串级结构上添加补偿项.方法3通过二型模糊逼近不确定项并通过扰动观测器来实时估计未知干扰,方法4通过一型模糊逼近不确定项并通过积分误差鲁棒项来增强鲁棒性.这两种方法均需要获取系统的全状态参数,所提出方法结合二型区间模糊逻辑系统和有限时间收敛技术,通过障碍Lyapunov函数得到了带约束的有限时间稳定输出反馈控制器.因此,将这两种方法作为主要的对比方法.

给定的追踪信号设置为 $x_d = 0.4 \sin(0.4\pi t)$.仿真和实验中所使用的永磁同步电机为TODE SVGA-08 C 11 AD,参数为 $R_s = 2.88 \Omega, L_s = 6.4 \text{ mH}, J = 1.82 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2, p_n = 4, \psi_f = 0.175 \text{ Wb}, K_t = 0.8 \text{ N} \cdot \text{m/A}$.

4.1 仿真结果

实验1 在仿真实验中设置了3种不同的工况,分别为库伦摩擦力 T_{fC} 、LuGre摩擦力 T_{fL} 和终端负载 T_L .在 $0 \sim 30 \text{ s}$ 内,仅施加库伦摩擦力,在 30 s 时添加LuGre摩擦力,在 60 s 时添加终端负载,分别表示为 $T_{fC} = \text{sign}(x_1) T_C, T_{fL} = \sigma_0 \varkappa + \sigma_1 \dot{\varkappa} + \sigma_2 x_1, T_L = T_p, \dot{\varkappa} = x_1 - \frac{\sigma_0 |x_1|}{g(x_1)} \varkappa, g(x_1) = T_c + (T_s - T_c) e^{|x_1/x_{1s}|^2}, T_C = 1, T_p = 3, \sigma_0 = 3.2 \times 10^6, \sigma_1 = 980, \sigma_2 = 4, x_{1s} = 0.1, T_c = 8, T_s = 3$.

图3和图4为3种方法的结果.图3为3种方法在变化的仿真环境中的误差追踪,图4为3种方法的两项对比性能指标:误差均方差 $\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n e_i^2}$ 和误差绝对值的最大值 $\text{MAX} = \max_{i=1,2,\dots,n} \{|e_i|\}$.

从上述结果中可以看出,3种方法在最初的 $0 \sim 30 \text{ s}$ 内均能够完成较好的追踪效果,其RMSE和

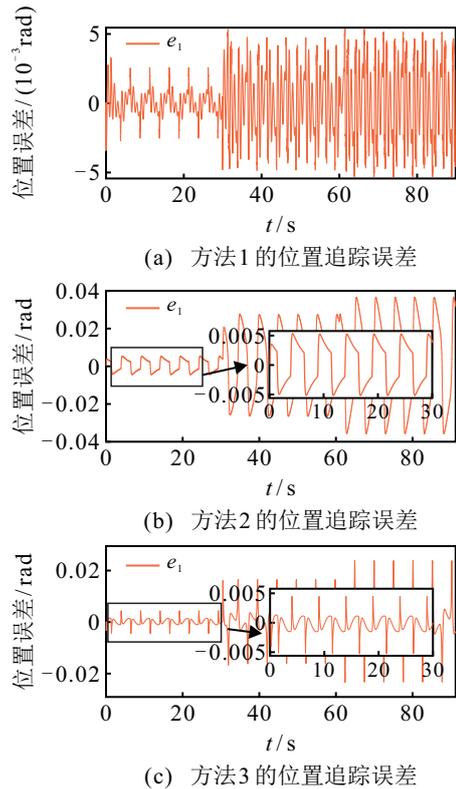


图3 3种方法的追踪误差对比

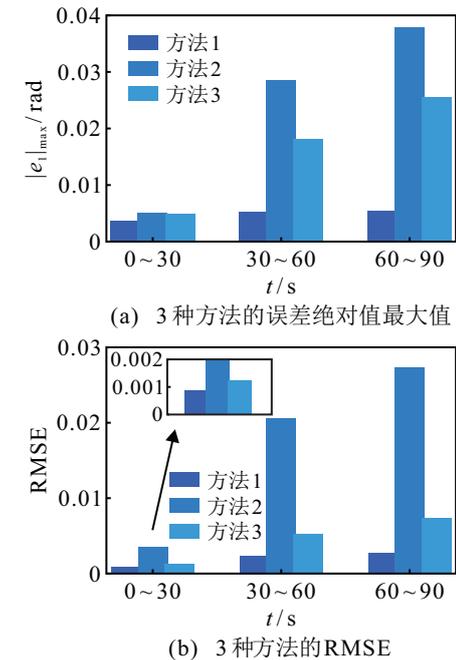


图4 3种方法的误差绝对值最大值和RMSE

$|e_1|_{\text{max}}$ 均维持在较低水平.而在第 30 s 和第 60 s 时改变实验环境后,所提出方法1由于区间二型模糊系统、扰动观测器和状态观测器的自适应调节作用,依然能够完成较好的位置追踪效果,而方法2和方法3追踪效果均有不同程度的恶化.其中:方法2由于使用固定的比例-积分参数,具有较差的鲁棒性.

实验2 在实际应用中,机械系统的运行会改变摩擦的状态,不同的润滑条件也会影响摩擦.为了进

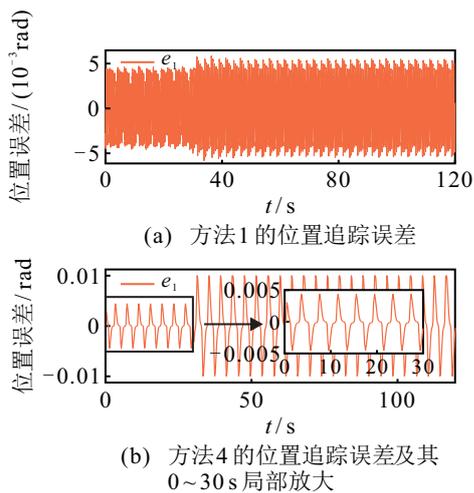


图5 方法1与方法4的追踪误差对比

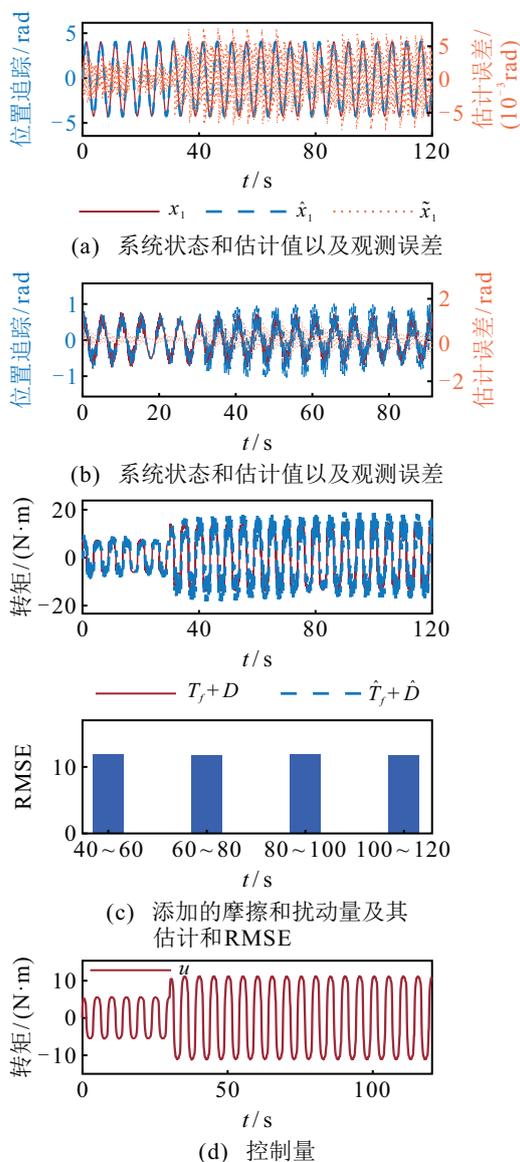


图6 仿真环境中方法1的系统状态量变化曲线

一步探究不确定性摩擦对系统的影响,在本组实验中:在0~30s,设置LuGre摩擦模型的参数为 $T_c = 1$, $\sigma_0 = 3.2 \times 10^6$, $\sigma_1 = 980$, $\sigma_2 = 4$, $x_{1s} = 0.1$, $T_c = 8$, $T_s = 3$;在30~120s,设置较恶劣的摩擦条件,即 $T_c =$

3, $T_c = 5$, $T_s = 1$,其余参数保持不变.仿真结果如图5和图6所示.

由图5可见,在最初的30s内,方法1和方法4均可完成较好的追踪效果.当在第30s改变摩擦后,方法1依然能够保持良好的误差追踪效果,这表明所提出方法具有良好的鲁棒性,在处理不确定的摩擦变化时依然保持良好的控制性能,而采用一型模糊系统的方法4虽然也具备自适应能力,但是,在摩擦变化时不能维持原有的误差追踪效果.在本组实验中,方法1只需要获得系统的输出状态 x_1 ,而方法4需要获取系统的全状态.方法1的系统状态量如图6所示.图6(a)和图6(b)为系统的估计误差 \hat{x}_1 和 \hat{x}_2 ,图6(c)为系统的估计值及其估计误差的RMSE.由图6可见,在系统的运行时间内,方法1能够稳定地控制系统,与理论分析结果一致.

实验3 在本组实验中,为了验证理论分析中边

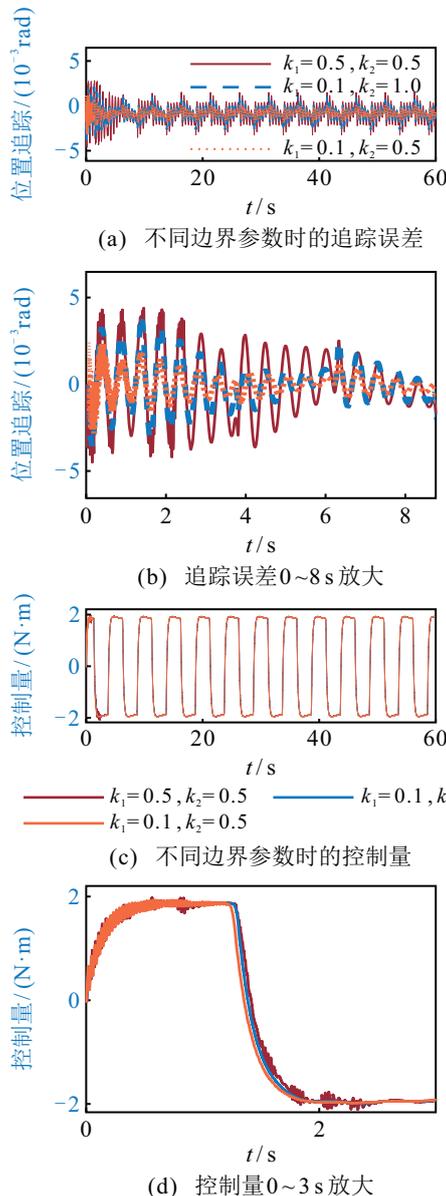


图7 不同边界参数下方法1的误差追踪对比和控制量u

界参数 k_1 和 k_2 对系统控制的影响,外加负载设置为 $T_L = 2\text{ N}\cdot\text{m}$,改变边界参数 k_1 和 k_2 ,相应的结果曲线如图7所示.

由图7(a)和图7(b)可见:当边界参数选择较小时,能够得到较好的控制效果;当边界参数设置较大时,则得到了相对较差的追踪效果.同时,由图7(c)和图7(d)可见,当参数选取更小时虽然能够得到更好的控制效果,但是,同时也令控制量产生了抖动.因此,对于边界参数的选取应遵循控制效果与平稳的控制量折中的原则.在满足良好控制效果的同时,不能选取过小的边界参数而产生较大的控制抖动.

4.2 实验结果

图8为本文的实验配置,为一自研自制的永磁同步电机综合实验平台,其主要设备包括:一台高性能数字控制器 dSPACE (DS 1202)用于计算控制算法,基于 DSP (TMS 320 F 28 335)的电机控制器作为电流环控制器且产生6相SVPWM开关信号,由6个智能功率模块(IPM)构成的电机驱动板. dSPACE和DSP通过CAN总线协议进行通讯,电流电压采集模块由霍尔元件构成的电路组成.系统的所有状态量均由 dSPACE和DSP采集后通过上位机软件ControlDesk记录.

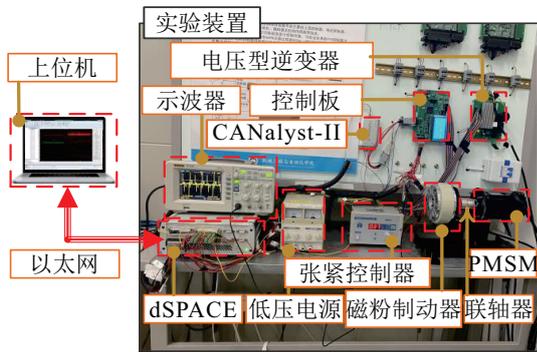


图8 实验装置

这里需要说明的是,实时实验很难做到像仿真那样严格控制环境变量.为减少环境对实验结果的影响,3种算法在前25s时磁粉制动器给定制动力矩 $1.5\text{ N}\cdot\text{m}$,在第25s时磁粉制动器给定制动力 $2.5\text{ N}\cdot\text{m}$.实验结果图9~图11中的时间均按照力矩突变时刻进行了对齐.

图9和图10分别为4种控制方法的位置追踪误差和两项性能指标.由图9和图10可见:在两种实验环境下方法1均能够分别完成较好的位置追踪效果,方法2由于缺少自适应能力得到了最差追踪效果,方法3和方法4由于具有自适应控制能力也能够得到比方法2更好的追踪效果.但是,所提出方法1并不需要直接获取系统状态 x_2 ,而方法3需要得到精确的系统状态 x_2 .

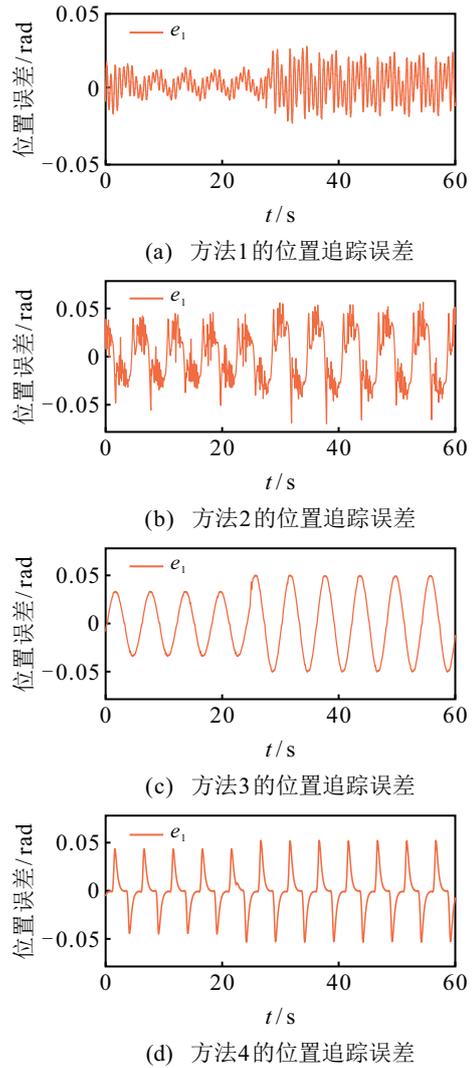
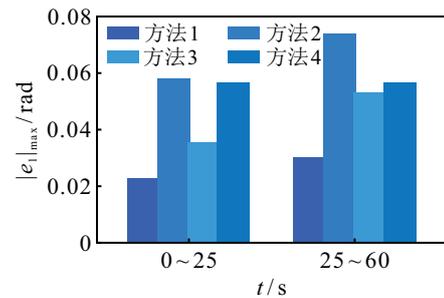
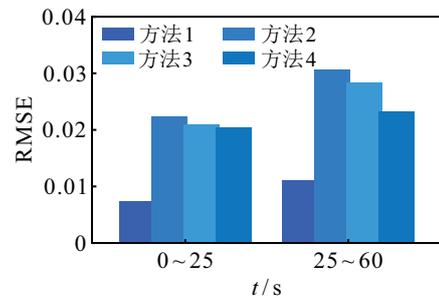


图9 4种方法的追踪误差对比



(a) 4种方法的误差绝对值最大值



(b) 4种方法的RMSE

图10 4种方法的误差绝对值最大值和RMSE

图11为方法1的系统状态估计 \hat{x}_1 和 \hat{x}_2 、扰动估计 $\hat{T}_f + \hat{D}$ 以及控制量 u . 其中:系统状态 x_2 是通过

对位置信息求导得到的,因此,并非真实的系统状态量.所提出方法采用了基于区间二型模糊系统的状态观测器,无需使用速度传感器来获取系统状态 x_2 ,从而节约了使用成本.

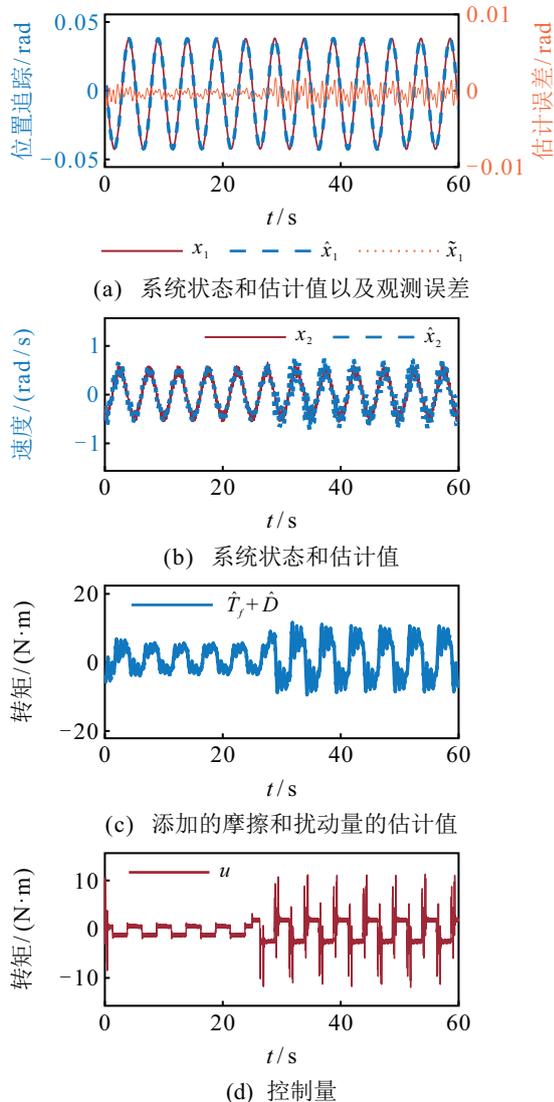


图 11 实验环境中方法 1 的系统状态量变化曲线

综合上述仿真和实验分析,所提出方法在不同的仿真环境和实时实验环境下均能够完成较好的位置追踪效果.

5 结 论

本文针对永磁同步电机驱动的伺服系统高精度控制中面临的固有摩擦现象和未知终端负载等不确定性,提出了一种状态约束的有限时间自适应区间二型模糊输出反馈控制器.为了节约安装速度传感器的使用成本,本文提出了一种基于区间二型模糊系统的状态观测器来替代差分方法,从而避免了噪声的影响.非线性扰动观测器可在线对未知集总扰动进行辨识.结合有限时间收敛技术和障碍 Lyapunov 函数保证了系统状态在有限时间内收敛,并给出了基于

Lyapunov 稳定性理论的完整证明.最终仿真和实验结果表明了所提出方法的有效性.本文通过设计的自适应律对区间二型模糊系统的自适应参数进行在线更新,而原有的模糊集固定参数的选取、更新和训练也是实际应用中面临的问题之一,这将是未来研究的方向之一.不同的障碍 Lyapunov 函数形式也应用于不同的场合,正切型函数能够同时解决约束和非约束的情况,如何将其结合到有限时间收敛技术并应用于 PMSM 伺服系统的控制中将是未来研究的方向之一.

参考文献(References)

- [1] 于子淞,王大志,陶冶. 永磁同步电机的自适应预测比例-积分-谐振电流控制[J]. 自动化学报, 2018, 44(3): 471-480.
(Yu Z S, Wang D Z, Tao Y. Adaptive predictive proportional-integral-resonant current control for permanent magnet synchronous motors[J]. Acta Automatica Sinica, 2018, 44(3): 471-480.)
- [2] Wang S B, Yu H S, Yu J P. Robust adaptive tracking control for servo mechanisms with continuous friction compensation[J]. Control Engineering Practice, 2019, 87: 76-82.
- [3] Fang S H, Wang Y C, Wang W, et al. Design of permanent magnet synchronous motor servo system based on improved particle swarm optimization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5833-5846.
- [4] Zhang Q, Yu R R, Li C M, et al. Servo robust control of uncertain mechanical systems: Application in a compressor/PMSM system[J]. Actuators, 2022, 11(2): 42.
- [5] Zheng W J, Huang R Q, Luo Y, et al. A look-up table based fractional order composite controller synthesis method for the PMSM speed servo system[J]. Fractal and Fractals, 2022, 6(1): 47.
- [6] Ding L S, Wang W, Yu Y. Finite-time adaptive NN control for permanent magnet synchronous motors with full-state constraints[J]. Neurocomputing, 2021, 449: 435-442.
- [7] 孔小兵,刘向杰. 永磁同步电机高效非线性模型预测控制[J]. 自动化学报, 2014, 40(9): 1958-1966.
(Kong X B, Liu X J. Efficient nonlinear model predictive control for permanent magnet synchronous motor[J]. Acta Automatica Sinica, 2014, 40(9): 1958-1966.)
- [8] Liu Y, Wang Z Z, Wang Y F, et al. Cascade tracking control of servo motor with robust adaptive fuzzy compensation[J]. Information Sciences, 2021, 569: 450-468.
- [9] Liu Y, Wang Y F, Wang Y L. An observer-based IT2 TSK FLS compensation controller for PMSM servo systems: Design and evaluation[J]. Neural Computing and Applications, 2022, 34(13): 10949-10969.

- [10] 李新凯, 张宏立, 范文慧. 基于时变障碍李雅普诺夫函数的变体无人机有限时间控制[J]. 自动化学报, 2022, 48(8): 2062-2074.
(Li X K, Zhang H L, Fan W H. Finite-time control for morphing aerospace vehicle based on time-varying barrier Lyapunov function[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2022, 48(8): 2062-2074.)
- [11] Zhang J X, Wang S L, Zhou P, et al. Novel prescribed performance-tangent barrier Lyapunov function for neural adaptive control of the chaotic PMSM system by backstepping[J]. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2020, 121: 105991.
- [12] Wang X L, Yu J P. Command filtering and barrier Lyapunov function-based adaptive control for PMSMs with core losses and all-state restrictions[J]. *Complexity*, 2021, 2021: 1-12.
- [13] Song Y K, Xia Y, Wang J X, et al. Barrier Lyapunov function-based adaptive prescribed performance control of the PMSM used in robots with full-state and input constraints[J]. *Journal of Vibration and Control*, 2023, 29(5/6): 1400-1416.
- [14] Zou M J, Yu J P, Ma Y M, et al. Command filtering-based adaptive fuzzy control for permanent magnet synchronous motors with full-state constraints[J]. *Information Sciences*, 2020, 518: 1-12.
- [15] Chang W M, Tong S C. Adaptive fuzzy tracking control design for permanent magnet synchronous motors with output constraint[J]. *Nonlinear Dynamics*, 2017, 87(1): 291-302.
- [16] 陈强, 丁科新, 南余荣. 带有输出约束的柔性关节机械臂预设性能自适应控制[J]. 控制与决策, 2021, 36(2): 387-394.
(Chen Q, Ding K X, Nan Y R. Prescribed performance adaptive control of flexible-joint manipulators with output constraints[J]. *Control and Decision*, 2021, 36(2): 387-394.)
- [17] Jiang Q, Liu J P, Yu J P, et al. Full state constraints and command filtering-based adaptive fuzzy control for permanent magnet synchronous motor stochastic systems[J]. *Information Sciences*, 2021, 567: 298-311.
- [18] Lv Z X, Ma Y M, Liu J P, et al. Full-state constrained adaptive fuzzy finite-time dynamic surface control for PMSM drive systems[J]. *International Journal of Fuzzy Systems*, 2021, 23(3): 804-815.
- [19] Liu K, Zhu Z Q. Fast determination of moment of inertia of permanent magnet synchronous machine drives for design of speed loop regulator[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2017, 25(5): 1816-1824.
- [20] Yang C B, Song B, Xie Y L, et al. Online parallel estimation of mechanical parameters for PMSM drives via a network of interconnected extended sliding-mode observers[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(10): 11818-11834.
- [21] Zhang W J, Li M Y, Gao Y P, et al. Periodic adaptive learning control of PMSM servo system with LuGre model-based friction compensation[J]. *Mechanism and Machine Theory*, 2022, 167: 104561.
- [22] Barkat S, Tlemçani A, Nouri H. Noninteracting adaptive control of PMSM using interval type-2 fuzzy logic systems[J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2011, 19(5): 925-936.
- [23] Wang H Y, Luo C, Wang X Y. Synchronization and identification of nonlinear systems by using a novel self-evolving interval type-2 fuzzy LSTM-neural network[J]. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 2019, 81: 79-93.
- [24] Zhou H B, Ying H, Zhang C L. Effects of increasing the footprints of uncertainty on analytical structure of the classes of interval type-2 mamdani and TS fuzzy controllers[J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2019, 27(9): 1881-1890.
- [25] Zhang H K, Wang Y F, Wang D H, et al. Adaptive robust control of oxygen excess ratio for PEMFC system based on type-2 fuzzy logic system[J]. *Information Sciences*, 2020, 511: 1-17.
- [26] Makkar C, Hu G, Sawyer W G, et al. Lyapunov-based tracking control in the presence of uncertain nonlinear parameterizable friction[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2007, 52(10): 1988-1994.
- [27] Tao X L, Yi J Q, Pu Z Q, et al. Robust adaptive tracking control for hypersonic vehicle based on interval type-2 fuzzy logic system and small-gain approach[J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2021, 51(5): 2504-2517.
- [28] Chen B, Lin C. Finite-time stabilization-based adaptive fuzzy control design[J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2021, 29(8): 2438-2443.
- [29] Wang L B, Wang H Q, Liu P X, et al. Fuzzy finite-time command filtering output feedback control of nonlinear systems[J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2022, 30(1): 97-107.
- [30] Levant A. Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control[J]. *International Journal of Control*, 2003, 76(9/10): 924-941.
- [31] Zirkohi M M. Command filtering-based adaptive control for chaotic permanent magnet synchronous motors considering practical considerations[J]. *ISA Transactions*, 2021, 114: 120-135.

作者简介

刘晏(1993—), 男, 博士生, 从事电机伺服控制、非线性系统建模等研究, E-mail: DannieLiuY@outlook.com;

李前胜(1971—), 男, 正高级工程师, 从事电厂自动化的研究, E-mail: 1810130@stu.neu.edu.cn;

姜彦辰(1979—), 男, 高级工程师, 从事电厂自动化的研究, E-mail: danieliu@stumail.neu.edu.cn;

王永富(1969—), 男, 教授, 博士生导师, 从事机电系统的模糊建模与控制、新能源汽车、电厂的智能优化控制等研究, E-mail: yfwang@mail.neu.edu.cn.